

D.V.
#3 8-8-01

Priority Papers

PATENTS

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Masaki ICHIHARA

Serial No. (unknown)

Filed herewith

DIRECT CONVERSION RECEIVER
AND TRANSCEIVER



**CLAIM FOR FOREIGN PRIORITY UNDER 35 U.S.C. 119
AND SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT**

Assistant Commissioner for Patents

Washington, D.C. 20231

Sir:

Attached hereto is a certified copy of applicant's corresponding patent application filed in Japan on June 8, 2000 under No. 2000-172449.

Applicant herewith claims the benefit of the priority filing date of the above-identified application for the above-entitled U.S. application under the provisions of 35 U.S.C. 119.

Respectfully submitted,

YOUNG & THOMPSON

By

Robert J. Patch
Attorney for Applicant
Registration No. 17,355
745 South 23rd Street
Arlington, VA 22202
Telephone: 703/521-2297

June 8, 2001

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

J1036 U.S. PRO
09/876135
06/08/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 6月 8日

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-172449

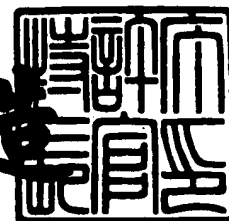
出 願 人
Applicant(s):

日本電気株式会社

2001年 5月18日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

出証番号 出証特2001-3041141

【書類名】 特許願
【整理番号】 49230056
【提出日】 平成12年 6月 8日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H04B 1/30
H04B 1/50

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

【氏名】 市原 正貴

【特許出願人】

【識別番号】 000004237

【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100088328

【弁理士】

【氏名又は名称】 金田 暢之

【電話番号】 03-3585-1882

【選任した代理人】

【識別番号】 100106297

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 克博

【選任した代理人】

【識別番号】 100106138

【弁理士】

【氏名又は名称】 石橋 政幸

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 089681

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710078

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ダイレクトコンバージョン受信機及び送受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 異なる周波数で送信と受信を行う無線機に用いられ、アンテナから入力する受信信号をベースバンド信号に直接変換するダイレクトコンバージョン受信機であって、

第 1 のローカル周波数 f_{L01} の第 1 のローカル信号を発生する第 1 のローカル発振手段と、

第 2 のローカル周波数 f_{L02} の第 2 のローカル信号を発生する第 2 のローカル発振手段と、

前記第 1 のローカル信号と前記第 2 のローカル信号を混合して内部ローカル信号を発生する内部ローカル信号発生手段と、

前記内部ローカル信号に基づいて前記受信信号を直交復調し、前記ベースバンド信号を発生する直交復調手段と、を有し、

前記無線機の送信信号のキャリア周波数を f_t 、前記受信信号のキャリア周波数を f_r とし、送受信の周波数間隔 f_s を $f_s = |f_r - f_t|$ として、

$f_r > f_t$ である場合には、前記第 1 のローカル周波数 f_{L01} が $f_{L01} \doteq f_t - f_s$ を満たし、前記第 2 のローカル周波数 f_{L02} が $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ を満たし、内部ローカル信号の周波数が前記第 1 のローカル周波数と前記第 2 のローカル周波数の和周波数であり、

$f_r < f_t$ である場合には、前記第 1 のローカル周波数 f_{L01} が $f_{L01} \doteq f_t + f_s$ を満たし、前記第 2 のローカル周波数 f_{L02} が $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ を満たし、内部ローカル信号の周波数が前記第 1 のローカル周波数と前記第 2 のローカル周波数の差周波数である、ダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 2】 内部ローカル信号発生手段が、第 1 のローカル信号と第 2 のローカル信号を混合するミキサと、前記ミキサの出力の帯域制限を行う帯域通過フィルタと、を有する請求項 1 に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 3】 直交復調手段と内部ローカル信号発生手段とが同一の L S I 内に設けられている請求項 1 または 2 に記載のダイレクトコンバージョン受信機

【請求項 4】 直交復調手段から出力されるベースバンド信号は、受信信号における、内部ローカル信号と位相が同相の成分の波高値と、前記内部ローカル信号と位相が直交している成分の波高値とにより構成されている請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 5】 ベースバンド信号を帯域制限する帯域通過フィルタが直交復調手段の出力に接続されている請求項 4 に記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 6】 異なる周波数で送信と受信を行うとともに、アンテナから入力する受信信号を受信ベースバンド信号に直接変換する送受信機であって、

第 1 のローカル周波数 f_{L01} の第 1 のローカル信号を発生する第 1 のローカル発振手段と、

第 2 のローカル周波数 f_{L02} の第 2 のローカル信号を発生する第 2 のローカル発振手段と、

前記第 1 のローカル信号と前記第 2 のローカル信号を混合して内部ローカル信号を発生する内部ローカル信号発生手段と、

前記内部ローカル信号に基づいて前記受信信号を直交復調し、前記受信ベースバンド信号を発生する直交復調手段と、

前記第 2 のローカル信号を 2 分周して第 3 のローカル信号を発生する分周手段と、

前記第 3 のローカル信号を使用して送信ベースバンド信号を直交変調し、中間周波数信号を生成する直交変調手段と、

前記中間周波数信号と前記第 1 のローカル信号とを混合して送信信号を生成する混合手段と、を有し、

前記無線機の送信信号のキャリア周波数を f_t 、前記受信信号のキャリア周波数を f_r とし、送受信の周波数間隔 f_s を $f_s = |f_r - f_t|$ として、

$f_r > f_t$ である場合には、前記第 1 のローカル周波数 f_{L01} が $f_{L01} \doteq f_t - f_s$ を満たし、前記第 2 のローカル周波数 f_{L02} が $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ を満たし、内部ローカル信号の周波数が前記第 1 のローカル周波数と前記第 2 のローカル周波数の

和周波数であり、

$f_r < f_t$ である場合には、前記第1のローカル周波数 f_{L01} が $f_{L01} \doteq f_t + f_s$ を満たし、前記第2のローカル周波数 f_{L02} が $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ を満たし、内部ローカル信号の周波数が前記第1のローカル周波数と前記第2のローカル周波数の差周波数である、ダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項7】 内部ローカル信号発生手段が、第1のローカル信号と第2のローカル信号を混合するミキサと、前記ミキサの出力の帯域制限を行う帯域通過フィルタと、を有する請求項6に記載の送受信機。

【請求項8】 直交復調手段と内部ローカル信号発生手段とが同一のLSI内に設けられている請求項6または7に記載の送受信機。

【請求項9】 直交復調手段から出力される受信ベースバンド信号は、受信信号における、内部ローカル信号と位相が同相の成分の波高値と、前記内部ローカル信号と位相が直交している成分の波高値とにより構成されている請求項6乃至8のいずれか1項に記載の送受信機。

【請求項10】 受信ベースバンド信号を帯域制限する帯域通過フィルタが直交復調手段の出力に接続されている請求項9に記載の送受信機。

【請求項11】 送信ベースバンド信号は、第3のローカル信号と位相が同相の成分の波高値と、位相が直交している成分の波高値とで構成されている請求項6乃至10のいずれか1項に記載の送受信機。

【請求項12】 送信ベースバンド信号を帯域制限してから直交変調手段に供給する帯域通過フィルタをさらに有する請求項11に記載の送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ダイレクトコンバージョン受信機に関し、特に、送信周波数と受信周波数が異なるとともに送信と受信が同時に行われる通信システムで使用されるのに適したダイレクトコンバージョン受信機と、このようなダイレクトコンバージョン受信機を含む送受信機とに関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、W-CDMA (Wide Band Code Division Multiple Access ; 広帯域符号分割多元接続) 方式などの通信システムにおいて使用されるものとして、アンテナで受信した高周波受信信号をベースバンド信号に直接変換するダイレクトコンバージョン受信機が注目を集めている。

【0003】

以下、W-CDMAシステムで使用される場合を例に挙げて、ダイレクトコンバージョン受信機について説明する。ただし、ダイレクトコンバージョン受信機について説明する前に、W-CDMAシステムそのものについて説明する。

【0004】

W-CDMAシステムでは、送信と受信を同時に行なうとともに、送信周波数と受信周波数が異なっている。現行のW-CDMAの規格によると、W-CDMA端末装置（送受信機）の周波数構成は以下の通りである。

【0005】

受信キャリア周波数 f_r : 2110MHz ~ 2170MHz,

送信キャリア周波数 f_t : 1920MHz ~ 1980MHz,

送受信キャリア周波数間隔 $f_s = f_r - f_t$: 190MHz.

まずここで、W-CDMAシステムにおいて端末装置として用いられる無線機（送受信機）の従来の構成例を説明する。図1は、受信部の構成としてシングルスーパーヘテロダイン方式を採用した従来の構成の一例を示している。

【0006】

図1に示す送受信機において、アンテナ1には、送信信号と受信信号を分離するデュプレクサ16が接続している。デュプレクサ16の受信信号用の出力には、低雑音増幅器（LNA）2、イメージ（影像）信号除去用の帯域通過フィルタ3、ミキサ4、中間周波数用の帯域通過フィルタ5及び可変利得増幅器（VGA）がこの順で直列に接続し、可変利得増幅器6の出力は、直交変調器7に供給されている。この送受信機には、第1のローカル（局部）信号を発生する第1のローカル発振器17と、第2のローカル信号を発生する第2のローカル発振器とが設けられており、ミキサ4には第1のローカル信号が供給されている。

【0007】

直交復調器 7 には、直交復調器への入力信号を増幅する増幅器 8 と、第 2 のローカル信号を入力として同相成分（I 成分）とこの同相成分に対して 90° （ $\pi/2$ ）だけ位相がずれた直交成分（Q 成分）とを発生する位相分離回路 11 と、増幅器 8 の出力と位相分離回路 11 からの同相成分とを乗算する乗算回路 9 と、増幅器 8 の出力と位相分離回路 11 からの直交成分とを乗算する乗算回路 10 とが設けられている。乗算回路 9 の出力は、ベースバンド用の帯域通過フィルタ 12 を介して受信ベースバンド I 信号 14 として外部に供給され、乗算回路 10 の出力は、ベースバンド用の帯域通過フィルタ 13 を介して受信ベースバンド I 信号 14 として外部に供給されている。

【0008】

一方、送信側では、入力側から、直交変調器 26、中間周波数用の可変利得増幅器 25、中間周波数用の帯域通過フィルタ 24、ミキサ 23、イメージ成分除去用の帯域通過フィルタ 22、電力増幅器（PA）21 がこの順で直列に接続しており、電力増幅器 21 の出力が、デュープレクサ 16 の送信信号用の端子に入力している。直交変調器 26 には、送信ベースバンド I 信号 35 がベースバンド用の帯域通過フィルタ 33 を介して入力するとともに、送信ベースバンド Q 信号 36 がベースバンド用の帯域通過フィルタ 34 を介して入力する。そして直交変調器 26 には、第 2 のローカル発振器 18 からの第 2 のローカル信号を 2 分周し第 3 のローカル信号とする 2 分周器 31 と、2 分周器 31 の出力を入力として同相成分（I 成分）とこの同相成分に対して 90° （ $\pi/2$ ）だけ位相がずれた直交成分（Q 成分）とを発生する位相分離回路 30 と、帯域通過フィルタ 33 の出力と位相分離回路 30 からの同相成分とを乗算する乗算回路 29 と、帯域通過フィルタ 34 の出力と位相分離回路 30 からの直交成分とを乗算する乗算回路 28、乗算回路 28 と乗算回路 29 の出力を加算して直交変調器 26 の出力とする加算器 27 と、が設けられている。ここで送信ベースバンド I 信号は、第 3 のローカル信号と位相が同相の成分の波高値であり、送信ベースバンド Q 信号は、第 3 のローカル信号と位相が直交している成分の波高値である。

【0009】

この送受信機では、受信信号はアンテナ 1 で受信され、デュープレクサ 1 6 で送信信号成分を除去して分離される。分離された受信信号を低雑音増幅器 2 で増幅し、イメージ除去用の帯域フィルタフィルタ 3 でイメージ成分（ローカル周波数を中心にして、受信信号と周波数軸上で対称な位置にある周波数成分）を除去する。このイメージ成分は、ミキサ 4 でダウンコンバートする際に、信号と同一周波数帯域に漏れこむので、帯域通過フィルタ 3 で十分に除去しておく必要がある。イメージ成分が除去された受信信号を、ミキサ 4 で第 1 のローカル信号と混合し、ダウンコンバートして、受信中間周波信号を生成する。

【 0 0 1 0 】

第 1 のローカル信号は、上述したように、第 1 のローカル発振器 1 7 で生成されるローカル信号であって、この例では、その周波数（第 1 のローカル周波数） f_{L01} は、ほぼ、送信キャリア周波数 f_t より送受信キャリア周波数間隔 f_s （1 9 0 M H z）だけ低い周波数である。すなわち、

第 1 のローカル周波数 $f_{L01} \doteq f_t - f_s$ ： 1 7 3 0 M H z ～ 1 7 9 0 M H z である。したがって、ダウンコンバートされた中間周波数信号の中心周波数 f_{rm} は、

$$f_{rm} = f_r - f_{L01} \doteq f_r - f_t + f_s = f_s + f_s = 2 \cdot f_s$$

となり、送受信キャリア周波数間隔の 2 倍である 3 8 0 M H z にほぼ等しくなる。

【 0 0 1 1 】

中間周波数信号は、帯域通過フィルタ 5 で帯域制限されたあと、可変利得増幅器 6 により、直交復調に必要なレベルまで増幅される。増幅された信号を直交復調器 7 で、第 2 のローカル信号を用いて直交復調し、同相成分（受信ベースバンド I 信号）と直交成分（受信ベースバンド Q 信号）の 2 種類 1 組の受信ベースバンド信号を生成する。

【 0 0 1 2 】

第 2 のローカル信号は上述したように第 2 のローカル発振器 1 8 で生成されるローカル信号であって、この例では、その周波数（第 2 のローカル周波数） f_{L02} は、ほぼ、送受信キャリア周波数間隔 f_s （1 9 0 M H z）の 2 倍、すなわち、

第2のローカル周波数 $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s = 380 \text{ MHz}$ であり、中間周波数信号の中心周波数 f_{rm} にほぼ等しい。

【0013】

直交復調器7の内部では、この第2のローカル信号を用いて位相分離回路11により同相成分と直交成分を発生させ、これらをそれぞれ乗算回路9、10で中間周波数信号にかけ合わせることによって、各受信ベースバンド信号を発生させている。

【0014】

受信ベースバンド信号は、それぞれベースバンドフィルタ12、13で帯域制限された後、受信ベースバンドI信号14、受信ベースバンドQ信号15として後段の信号処理回路（不図示）に送られ、そこで受信データ復号が行なわれる。

【0015】

以上、受信側の構成及び動作について説明したが、受信側における周波数構成は送信側の構成とも密接に関連しているので、送信側での動作についても説明する。

【0016】

送信側においては、前段の信号処理回路（不図示）で送信データ进行处理して生成されたベースバンド信号である1組の送信ベースバンドI信号35と送信ベースバンドQ信号36を入力とし、まずそれぞれ送信ベースバンド用の帯域通過フィルタ33、34に通して帯域制限を行なう。帯域制限された各送信ベースバンド信号を直交変調器26に入力し、直交変調を行なう。

【0017】

直交変調器26では、第2のローカル信号（ $= 380 \text{ MHz}$ ）を内部の2分周器31で2分周して生成した第3のローカル信号を用いる。その周波数 f_{L03} は

$$f_{L03} = f_{L02} / 2 \doteq 2 \cdot f_s / 2 = f_s (= 190 \text{ MHz})$$

である。直交復調器26の内部では、この第3のローカル信号を用いて位相分離回路30により同相成分と直交成分とを発生させ、これらをそれぞれ乗算回路29、28で送信ベースバンドI信号、送信ベースバンドQ信号とかけ合わせ、そ

ののちこれらを加算器 2 7 で加算して、送信中間周波数信号を発生している。この送信中間周波信号の中心周波数 f_{tm} は、ほぼ f_s 、すなわち、

$$f_{tm} \doteq f_s = 190 \text{ MHz}$$

である。この送信中間周波数信号を、必要なレベルまで可変利得増幅器 2 5 で増幅し、帯域通過フィルタ 2 4 で送信帯域外の不要波を除去した後、ミキサ 2 3 に入力する。ミキサ 2 3 では、第 1 のローカル周波数と送信中間周波数信号を混合して、送信周波数帯域までアップコンバージョンを行なう。もともと、第 1 のローカル周波数 f_{L01} は、

$$f_{L01} \doteq f_t (\text{送信キャリア周波数}) - f_s (\text{送受信キャリア周波数間隔})$$

に設定されており、これを送信中間周波の中心周波数 $f_{tm} \doteq f_s$ に加算して周波数、変換を行なえば正しい送信信号が得られるのは、明らかである。

【 0 0 1 8 】

ミキサ 2 3 でのアップコンバージョンで生成された送信信号は、帯域通過フィルタ 2 2 で、ミキサ 2 3 で発生するイメージなどの帯域外不要波を除去した後、電力増幅器 2 1 で所定の送信出力まで増幅され、デュープレクサ 1 6、アンテナ 1 を介して送信される。

【 0 0 1 9 】

なお、第 1 のローカル周波数 f_{L01} と第 2 のローカル周波数 f_{L02} とを上述したように設定することにより、2 個のローカル発振器 1 7、1 8 のみを使用して、送信と受信とに必要な全てのローカル信号を生成することが可能である。本明細書において、第 1 のローカル周波数 f_{L01} を「ほぼ」($f_t - f_s$) となるように設定するなどのように、「ほぼ」の用語や記号「 \doteq 」を使用しているが、ここで「ほぼ」や「 \doteq 」を用いているのは、当業者には自明であるように、正確に f_{L01} を ($f_t - f_s$) に設定する必要があるわけではなく、また、規定された送信周波数帯域や受信周波数帯域に合わせるためには、厳密にはベースバンド信号自体の周波数帯域も考慮しなければならないからである。そこで本明細書では、本明細書に記載したスキームにしたがって変調、復調、周波数変換を行うことができる限りにおいて、周波数のずれを許容するものとする。

【 0 0 2 0 】

以上が、シングルスーパーヘテロダイン方式を用いた従来の構成である。従来は、この構成でも十分であったが、今後、無線部のコスト低減・部品点数削減を目的としたLSI（大規模集積回路）化を進める上で次のような問題点がある。

【 0 0 2 1 】

1) 受信機において、ミキサ4の手前でイメージ成分を除去するために、帯域通過フィルタ3として、急峻なイメージ除去フィルタが必要である。これには、SAW（表面弾性波素子）や誘電体フィルタといった受動素子を使わざるを得ず、LSI化になじまない。

【 0 0 2 2 】

2) 中間周波数段で使用する帯域通過フィルタ5もチャンネル選択を行なうため、これにも急峻なSAWや誘電体フィルタといった受動素子を使わざるを得ず、LSI化になじまない。

【 0 0 2 3 】

3) 中間周波数における可変利得増幅器6は、高周波回路であるため、ベースバンド部との一体化を目的としたLSI化が困難である。

【 0 0 2 4 】

これらの問題を克服する方策として、受信部のダイレクトコンバージョン化がある。その例を図4で説明する。図4は、受信側にダイレクトコンバージョンを採用した場合の送受信機の構成を示すブロック図である。

【 0 0 2 5 】

この図4に示す送受信機は、図3に示す送受信機から、ミキサ4、中間周波数用の帯域通過フィルタ5及び中間周波数用の可変利得増幅器6を取り除き、その代わりにベースバンド用の帯域通過フィルタ12、13の出力側にそれぞれ可変利得増幅器19、20を設けた構成のものであり、イメージ除去用の帯域通過フィルタ3を通過した受信信号が、そのまま直交復調器7に入力するようになっている。また、第1のローカル発振器17が発生する第1のローカル信号の周波数 f_{L01} が異なるとともに、直交復調器7の位相分離回路11には第2のローカル信号ではなく第1のローカル信号が供給されるようになっている。送信側の構成（第1のローカル信号の周波数が異なることは除いて）や、第2のローカル発振

器 1 8、アンテナ 1、デュープレクサ 1 6、低雑音増幅器 2 についての構成は、図 3 に示す送受信機と全く同じである。すなわち、図 4 に示す送受信機が図 3 に示すものと最も異なる点は、受信信号が、緩やかな帯域通過フィルタ 3（急峻なイメージ除去フィルタは不要）を通過した後、いきなり直交復調器 7 で受信ベースバンド信号に変換される点である。直交復調器 7 では、受信ベースバンド信号を発生させるためのローカル信号として、第 1 のローカル信号を使用する。

【 0 0 2 6 】

この第 1 のローカル信号は、図 3 に示す場合と同様に、第 1 のローカル発振器 1 7 で生成されるローカル信号である。しかし、図 4 に示す例では、その周波数 f_{L01} は、ほぼ受信キャリア周波数 f_r と同じ周波数である。すなわち、

$$\text{第 1 のローカル周波数 } f_{L01} \doteq f_r : 2110\text{MHz} \sim 2170\text{MHz}$$

である。直交復調器 7 の内部では、この第 1 のローカル信号を用いて位相分離回路 1 1 により同相成分と直交成分を発生させ、これらをそれぞれ乗算回路 9, 1 0 において受信信号にかけ合わせることによって、各受信ベースバンド信号を発生させている。したがって、直交復調器 7 から出力される各信号は、受信信号における、内部ローカル信号と位相が同相の成分の波高値と、内部ローカル信号と位相が直交している成分の波高値ということになる。

【 0 0 2 7 】

各受信ベースバンド信号は、それぞれベースバンド用の帯域通過フィルタ 1 2, 1 3 で帯域制限され、さらに、それぞれ可変利得増幅器 1 9, 2 0 で必要なレベルまで増幅された後、受信ベースバンド I 信号 1 4 及び受信ベースバンド Q 信号として後段の信号処理回路（不図示）に送られ、それにより受信データの復号が行なわれることになる。

【 0 0 2 8 】

送信側においては、構成自体は図 3 に示すものと同じであるが、第 1 のローカル信号の周波数（第 1 のローカル周波数） f_{L01} が受信キャリア周波数 f_r に変わっているため、ミキサ 2 3 での動作は次のようになる。すなわち、第 1 のローカル周波数 f_{L01} は f_r にほぼ等しく、送信中間周波数信号の中心周波数 f_{tm} は受信キャリア間隔 f_s にほぼ等しいので、ミキサ 2 3 ではその差の周波数を取り出

すようにする。すなわち、 $f_{L01} - f_s \doteq f_r - f_s$ であるが、 f_s がもともと $f_s = f_r - f_t$ であるから、この場合もミキサ23でのアップコンバージョンで生成された送信信号は、正しい送信信号であるのは明らかである。

【0029】

以上、図4を用いて、従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成を説明したが、この構成には次のような問題点がある。これらは、第1のローカル発振器が発振する第1のローカル信号の周波数が受信キャリア周波数とほぼ同じであることに起因し、したがって、ダイレクトコンバージョンを行なう場合には避けて通れない問題点である。

【0030】

4) 第1のローカル信号が、デュープレクサ16、アンテナ1を介して放射されるおそれがある。これは他の受信機に悪影響を与える。

【0031】

5) 第1のローカル信号が、受信信号に漏れこむおそれがある。その場合、直交復調器7の出力する受信ベースバンド信号に不安定な直流オフセットが生じ、可変利得増幅器の飽和やデータ復号誤りを引き起こす。

【0032】

6) 通信相手の基地局直下などでは、受信信号は非常に強力になることがあり、第1のローカル発振器がその干渉を受け、動作が不安定になるおそれがある。

【0033】

【発明が解決しようとする課題】

上述したように、通常のダイレクトコンバージョン受信機においては、ローカル信号のリークによる装置外部への不要波の輻射、外部からの強力な受信信号によるローカル発振器の攪乱、ローカル信号の受信信号への漏れ込みによる直交復調器出力での直流オフセットの発生などの問題点がある。

【0034】

本発明の目的は、これらの問題を解決することができるとともに、送信と受信を同時に行ない送信周波数と受信周波数が異なる方式における受信機及び送受信機の簡素化を達成することができるダイレクトコンバージョン受信機及び送受信

機を提供することにある。

【0035】

【課題を解決するための手段】

従来のダイレクトコンバージョン受信機における上述した従来のこれらの問題点を緩和するための方法として、ローカル発振器の発振周波数が受信キャリア周波数からずれるようすることが有効であり、さらに、受信キャリア周波数にほぼ等しい周波数を有するローカル信号については、これを直交復調器を構成するLSIの内部で発生させてLSIの外部には出力されないようにすることが、有効である。このように構成することによって、受信機内部において、外部からの強い受信信号の影響を受けるローカル発振器がなくなるとともに、受信キャリア周波数にほぼ等しい周波数を有するローカル信号が通るプリント配線パターンがなくなるので、上記4)、5)、6)に記載したような、信号の干渉を原因とする問題が緩和される。

【0036】

そこで本発明は、上述のような発想に基き、直交復調器を構成するLSI内部で直交復調用のローカル信号を発生できるようにするための一方策を提供する。

【0037】

本発明では、受信信号のダイレクトコンバージョンによる受信のために、第1のローカル周波数 f_{L01} の第1のローカル信号を発生する第1のローカル発振手段と、第2のローカル周波数 f_{L02} の第2のローカル信号を発生する第2のローカル発振手段と、第1のローカル信号と第2のローカル信号を混合して内部ローカル信号を発生する内部ローカル信号発生手段と、内部ローカル信号に基づいて受信信号を直交復調し、受信ベースバンド信号を発生する直交復調手段とを設ける。そして、送信信号のキャリア周波数を f_t 、受信信号のキャリア周波数を f_r とし、送受信の周波数間隔 f_s を $f_s = |f_r - f_t|$ として、 $f_r > f_t$ である場合には、第1のローカル周波数 f_{L01} が $f_{L01} \doteq f_t - f_s$ を満たし、第2のローカル周波数 f_{L02} が $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ を満たし、内部ローカル信号の周波数が第1のローカル周波数と第2のローカル周波数の和周波数であるようにする。一方、 $f_r < f_t$ である場合には、第1のローカル周波数 f_{L01} が $f_{L01} \doteq f_t + f_s$ を満たし

、第 2 のローカル周波数 f_{L02} が $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ を満たし、内部ローカル信号の周波数が第 1 のローカル周波数と第 2 のローカル周波数の差周波数であるようにする。

【 0 0 3 8 】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の好ましい実施の形態について、図面を参照して説明する。図 1 は本発明の実施の一形態の送受信機の構成を示すブロック図である。

【 0 0 3 9 】

図 1 に示す送受信機は、図 4 に示す従来の送受信機とほぼ同様の構成であるが、直交復調器 7 に対して供給するローカル信号をどのように発生するかと、第 1 のローカル発振器 17 の発振周波数（第 1 のローカル周波数）との点で相違する。すなわち、図 4 に示す構成において第 1 のローカル発振器 17 からの第 1 のローカル信号を直交復調器 7 内の位相分離回路 11 に直接供給する代わりに、第 1 のローカル信号を増幅するバッファ 40 と、第 2 のローカル発振器 18 からの第 2 のローカル信号を増幅するバッファ 39 と、バッファ 39 の出力とバッファ 40 の出力とを混合するミキサ 38 と、ミキサ 38 の出力側に設けられて帯域制限を行う帯域通過フィルタ 37 とが設けられ、帯域通過フィルタ 37 の出力が位相分離回路 11 に供給されている。送信側の構成や第 2 のローカル発振器 18、アンテナ 1、デュープレクサ 16、低雑音増幅器 2、帯域フィルタ 3、直交復調器 7、ベースバンド用の帯域通過フィルタ 12、13、可変利得増幅器 19、20 などに関しては、図 1 に示す送受信機は、図 4 に示すものと全く同じである。

【 0 0 4 0 】

以下、この送受信機の動作について説明する。ここでは、上述の従来の技術の場合と同様に、受信キャリア周波数 f_r が $2110\text{MHz} \sim 2170\text{MHz}$ 、送信キャリア周波数 f_t が $1920\text{MHz} \sim 1980\text{MHz}$ 、送受信キャリア周波数間隔 $f_s (= f_r - f_t)$ が 190MHz であるとして、話を進める。

【 0 0 4 1 】

図 1 に示す送受信機における第 1 のローカル発振器 17 で生成する第 1 のローカル信号の周波数 f_{L01} は、図 4 に示す送受信機での周波数とは異なり、むしろ

図 3 に示す送受信機での周波数と同じである。すなわち、第 1 のローカル周波数 f_{L01} は、ほぼ $f_t - f_s$ 、すなわち

$$f_{L01} \doteq f_t - f_s : 1730\text{MHz} \sim 1790\text{MHz}$$

である。このように第 1 のローカル周波数 f_{L01} が設定され、また第 2 のローカル発振器 18 からの第 2 のローカル信号の周波数 f_{L02} は 380MHz であって図 3 及び図 4 に示す場合と同じであるので、図 1 に示す送受信機における送信側の動作は、図 3 の従来のシングルスーパーヘテロダイン方式の送受信機における送信側と全く同じである。

【0042】

直交復調器 7 で使用するローカル信号は、ダイレクトコンバージョンを採用する限り、受信キャリア周波数 f_r とほぼ同一の周波数でなければならない。しかし、直交復調器 7 を LSI で構成した場合に、このローカル信号をその LSI の外部で生成した場合は、上述したように信号の干渉による諸問題が発生する。そこで、この実施の形態では、直交変調器 7 を含む LSI の内部で復調用のローカル信号を発生でき、かつこのローカル信号を LSI の外部には出力せずにするように、以下のようにして復調用のローカル信号を発生させる。

【0043】

すなわち、第 1 のローカル信号と第 2 のローカル信号をそれぞれバッファ 40、39 でバッファリングし、ミキサ 38 で混合する。この結果、発生する信号を内部ローカル信号と呼べば、その周波数 f_{LOINT} は、

$$f_{LOINT} = f_{L01} + f_{L02} \doteq f_t - f_s + 2 \cdot f_s = f_t + f_s = f_r$$

であり、受信キャリア周波数 f_r とほぼ同じである。この信号を帯域通過フィルタ 37 で抽出し、直交復調器 7 のローカル信号として使用する。

【0044】

図 1 に示す送受信機の受信側では、上述のようにして内部ローカル信号を生成して直交復調器 7 に供給しているが、この構成において、バッファ 39、40 及びミキサ 38 は、直交復調器 7 と同一の LSI 内に形成することが可能である。さらに、帯域通過フィルタ 37 としても、それほど急峻な遮断特性は必要とされないから、SAW フィルタや誘電体フィルタなどである必要はない。したがって

、この帯域通過フィルタ 37 も、直交復調器 7 と同一の L S I 上に設けることができる。逆に言えば、内部ローカル信号が L S I の外部に漏れないようにするためには、少なくともミキサ 38 及び帯域通過フィルタ 37、好ましくはバッファ 39、40 も含めて、直交復調器 7 と同一の L S I 内に設けることが重要である。

【0045】

このようにすることによって、ダイレクトコンバージョンの直交復調に必要なローカル信号は、直交復調器を含んでいる L S I 内部で発生でき、外部には出ない。したがって、図 1 に示した送受信機では、ローカル信号と受信信号との干渉によって生じる、従来のダイレクトコンバージョン受信機の問題は、大幅に緩和される。

【0046】

なお、図 1 に示す送受信機において、直交復調器 7 で使用されるローカル信号（内部ローカル信号）の発生以外の動作は、図 4 に示した従来のダイレクトコンバージョン方式の送受信機と同様である。

【0047】

図 1 に示した送受信機では、送信キャリア周波数 f_t よりも受信キャリア周波数 f_r の方が大きかったが、本発明はこれに限定されるものはない。周波数の配置が送信側と受信側とで逆転した場合、すなわち $f_t > f_r$ の場合であっても、本発明を実施することができる。

【0048】

図 2 は、 $f_t > f_r$ の場合において使用される送受信機の構成を示すブロック図である。ここでは、周波数関係が、以下のようになっているものとする。

【0049】

受信キャリア周波数 f_r : 1920MHz ~ 1980MHz

送信キャリア周波数 f_t : 2110MHz ~ 2170MHz

送受信キャリア周波数間隔 $f_s = f_t - f_r$: 190MHz

図 2 に示す送受信機は、基本的構成は図 1 に示すものと全く同一であるが、周波数配置が送信側と受信側とで逆転している（受信キャリア周波数 f_r と送信キ

キャリア周波数 f_t が逆になっている) ことに起因して、第 1 のローカル発振器 17 の発信周波数 f_{L01} が図 1 に示す場合と異なっている。

【0050】

すなわち、第 1 のローカル周波数 f_{L01} は、

$$f_{L01} \doteq f_t + f_s: 2300\text{MHz} \sim 2360\text{MHz}$$

であり、第 2 のローカル周波数 f_{L02} は、

$$f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s (= 380\text{MHz})$$

であり、第 2 のローカル周波数を 2 分周して得られる第 3 のローカル周波数 f_{L03} は、

$$f_{L03} = f_{L02} / 2 \doteq 2 \cdot f_s / 2 = f_s = 190\text{MHz}$$

であり、送信中間周波数の中心周波数 f_{tm} は、

$$f_{tm} \doteq f_s = 190\text{MHz}$$

である。

【0051】

図 2 に示す送受信機における送信側のミキサ 23 の動作は以下のようにになる。

【0052】

ミキサ 23 では、第 1 のローカル周波数 f_{L01} である第 1 のローカル信号と送信中間周波数信号を混合して、送信周波数帯域までアップコンバージョンを行なう。もともと、第 1 のローカル周波数 f_{L01} は、

$$f_{L01} \doteq f_t (\text{送信キャリア周波数}) + f_s (\text{送受信キャリア周波数間隔})$$

であるので、送信信号として、第 1 のローカル周波数 f_{L01} と送信中間周波数の中心周波数 f_{tm} との差をとればよい。

【0053】

また、受信側の直交復調器 7 で使用する内部ローカル周波数 f_{LOINT} としては、ミキサ 38 において、第 1 のローカル周波数 f_{L01} と第 2 のローカル周波数 f_{L02} の差をとればよい。すなわち、 f_{LOINT} は、

$$f_{LOINT} = f_{L01} - f_{L02} \doteq f_t + f_s - 2 \cdot f_s = f_t - f_s = f_r$$

である。したがって、 f_{LOINT} は受信キャリア周波数 f_r とほぼ同じである。

【 0 0 5 4 】

以上で述べたように図 2 の構成は、図 1 の周波数の配置を送信側と受信側で逆転しただけである。従って、機能、効果ともに図 1 の構成と同じである。

【 0 0 5 5 】

【発明の効果】

以上説明したように本発明は、ダイレクトコンバージョン構成の受信機において、受信キャリア周波数とほぼ同じ周波数のローカル発振器が存在しなくなることにより、ローカル信号と受信信号との干渉に起因する種々の問題が大幅に緩和されるという効果がある。

【 0 0 5 6 】

さらに、受信側の直交復調器で使用するローカル信号を、この直交復調器を含む L S I 内で発生させるようにすることにより、ローカル信号と受信信号との干渉に起因する種々の問題がさらに大幅に緩和されるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の一形態の送受信機の構成を示すブロック図である。

【図 2】

本発明の別の実施の形態の送受信機の構成を示すブロック図である。

【図 3】

従来のシングルスーパーヘテロダイン型の送受信機の構成を示すブロック図である。

【図 4】

従来のダイレクトコンバージョン型の送受信機の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

1 アンテナ

2 低雑音増幅器

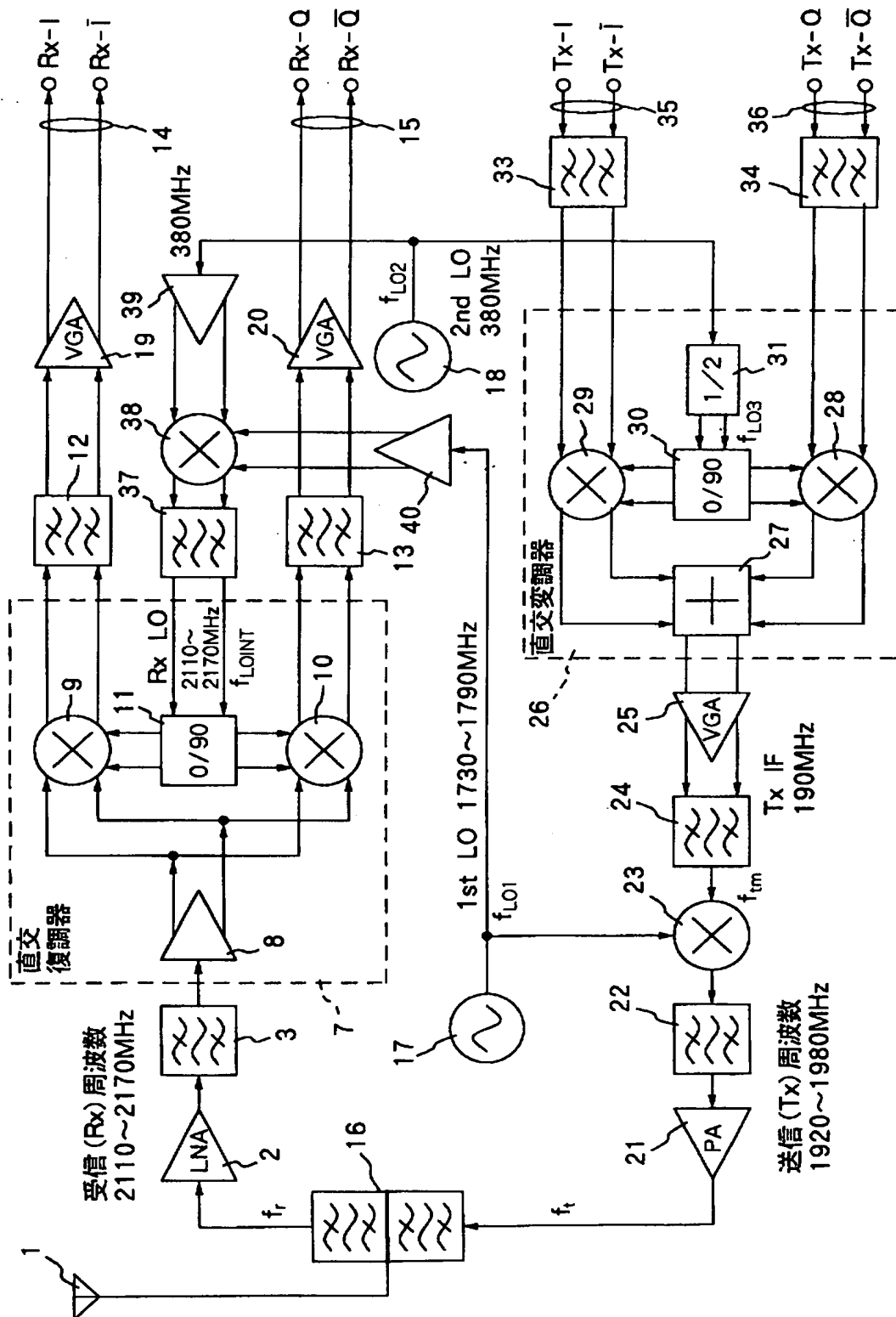
3, 5, 12, 13, 22, 24, 33, 34, 37 帯域通過フィルタ

4, 23, 38 ミキサ

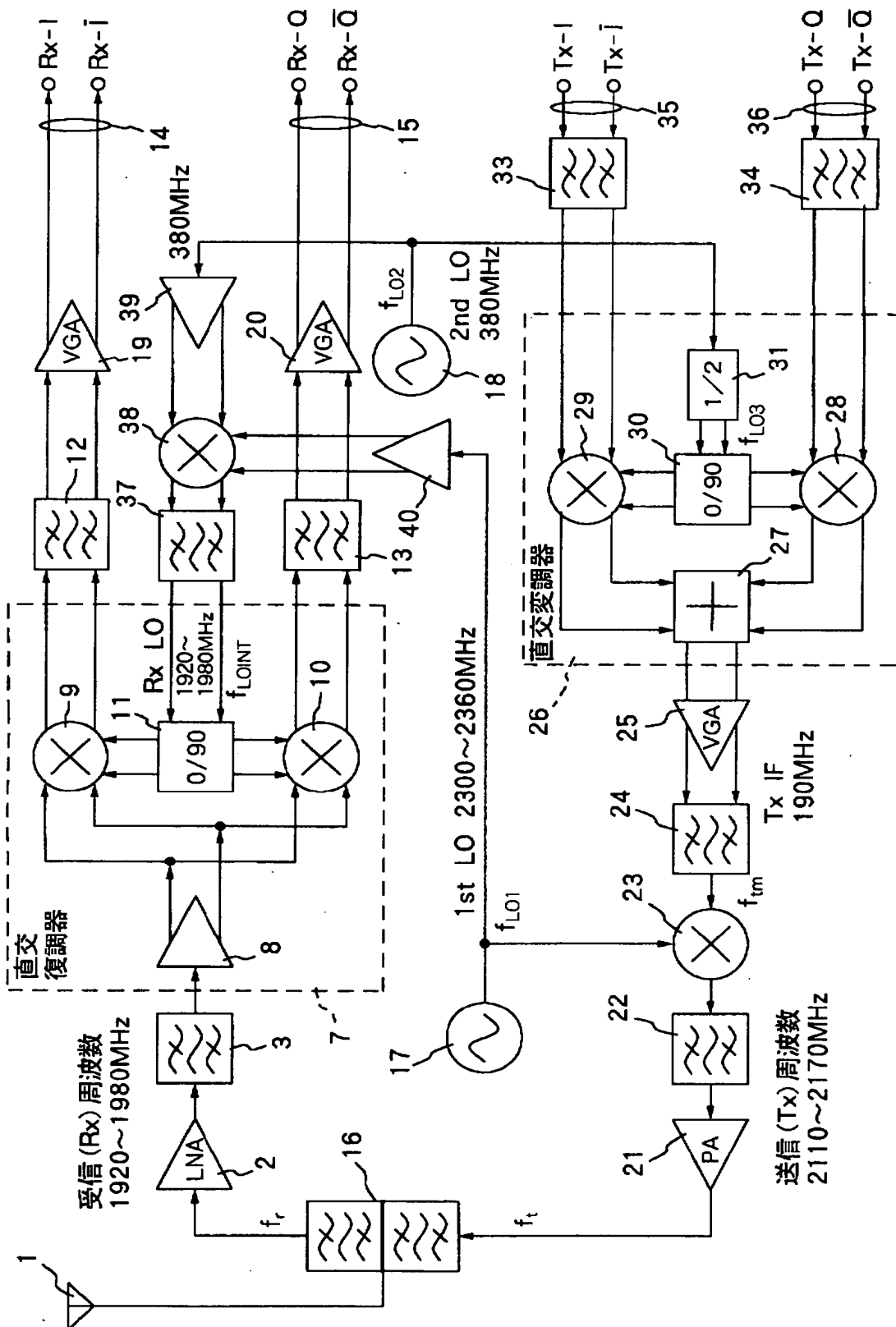
- 6, 19, 20, 25 可変利得増幅器
- 7 直交復調器
- 8 増幅器
- 9, 10, 28, 29 乗算回路
- 11, 30 位相分離回路
- 14 受信ベースバンド I 信号
- 15 受信ベースバンド Q 信号
- 16 デュープレクサ
- 17, 18 ローカル発振器
- 21 電力増幅器
- 26 直交変調器
- 27 加算器
- 31 2分周器
- 35 送信ベースバンド I 信号
- 36 送信ベースバンド Q 信号
- 39, 40 バッファ

【書類名】 図面

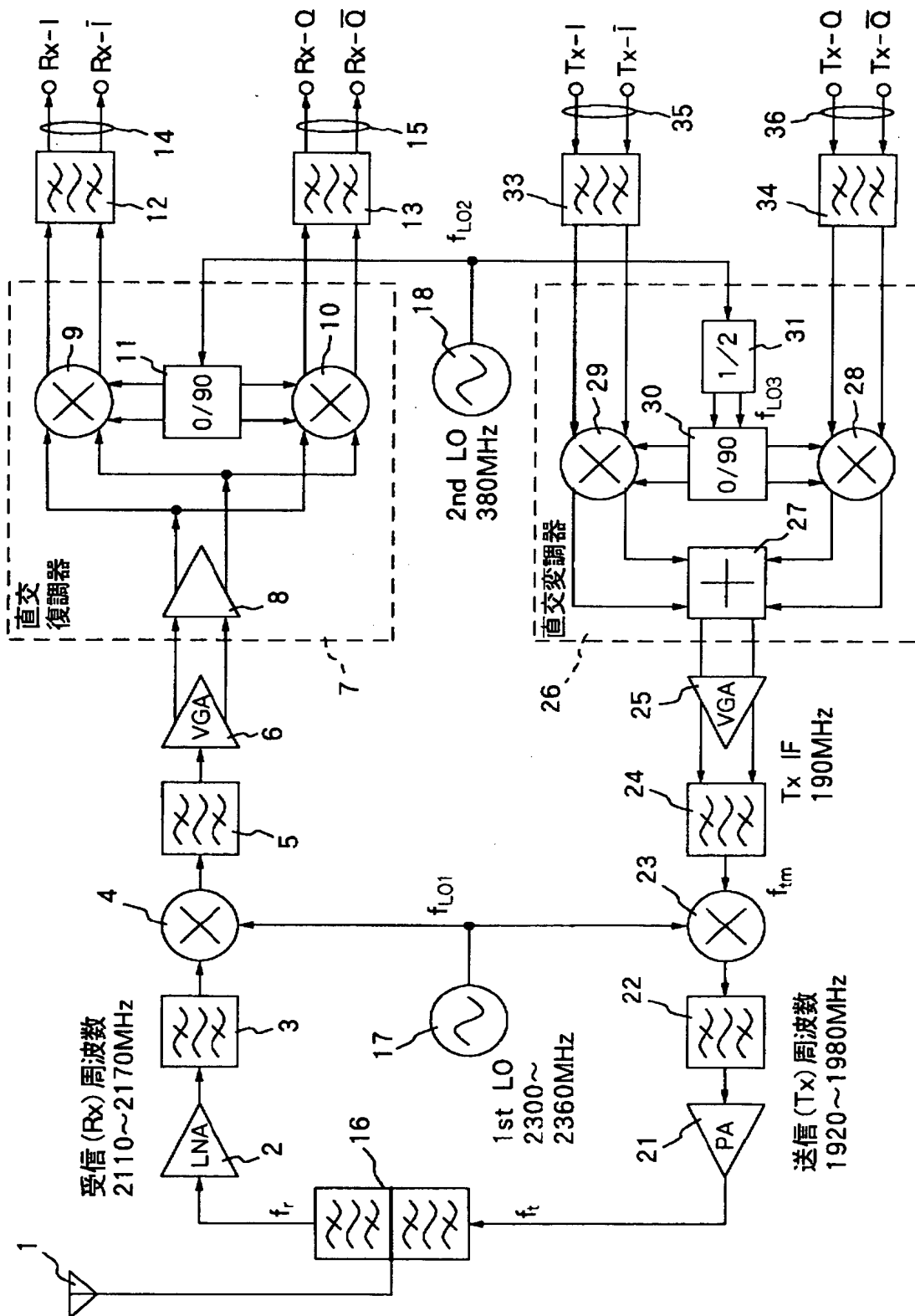
【図 1】



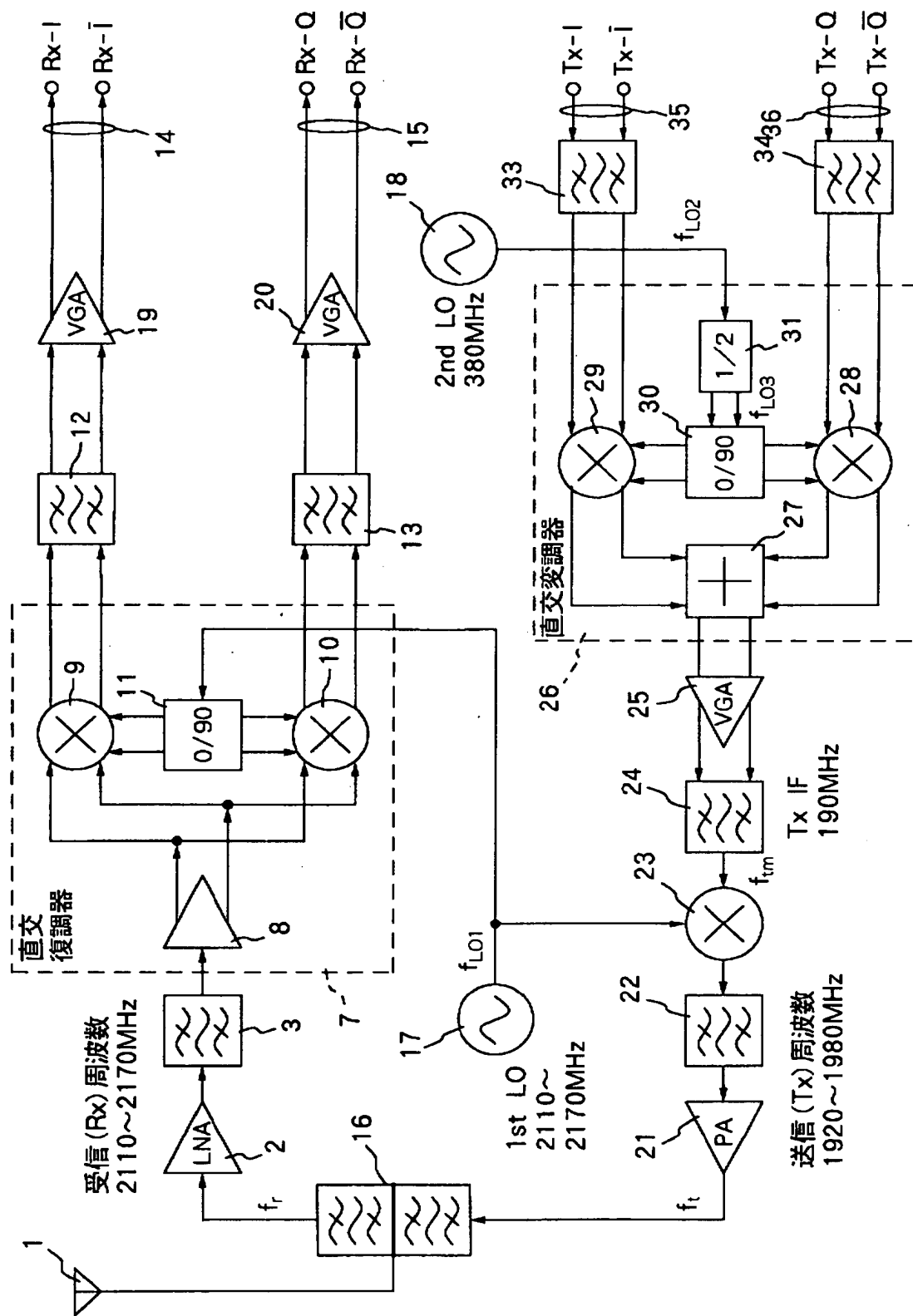
【図 2】



【図 3】



【図 4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 W-CDMAシステムなどで使用されるダイレクトコンバージョン方式の受信機において、受信信号と受信側の直交復調器で使用されるローカル信号との干渉に基づく問題を緩和する。

【解決手段】 送信キャリア周波数を f_t 、受信キャリア周波数を f_r 、送受信キャリア周波数間隔を $f_s (= f_r - f_t)$ として、第1及び第2のローカル発振器17、18において、それぞれ周波数が $f_{L01} \doteq f_t - f_s$ 及び $f_{L02} \doteq 2 \cdot f_s$ である第1及び第2のローカル信号を発生し、ミキサ38において第1及び第2ローカル信号を混合してこれらの和周波数成分である内部ローカル信号を発生させ、この内部ローカル信号を受信側の直交復調器7に供給する。ミキサ38及び帯域通過フィルタ37は、直交増幅器7と同じLSI内に形成する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 4 2 3 7]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 9 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目 7 番 1 号
氏 名	日本電気株式会社